

3-03026-SM

DRIVE CONTROL APPARATUS FOR LOAD

Patent Number: JP2000115997
Publication date: 2000-04-21
Inventor(s): CHIKADA SHINICHI;; ASAI SATORU;; GOTO KUNIIHIKO
Applicant(s): DENSO CORP
Requested Patent: ☐ JP2000115997
Application Number: JP19990200309 19990714
Priority Number(s):
IPC Classification: H02J1/00
EC Classification:
Equivalents:

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a drive control apparatus which restrains a rise in costs as far as possible and which reduces an unnecessary power consumption, by a method wherein, on the basis of a control signal used to drive and control a load, the supply of a driving power to a drive control circuit from a power supply circuit is controlled and an ordinary mode and a standby mode are changed over.

SOLUTION: A standby circuit 16 outputs a mode changeover signal to a power supply circuit 14 according to the drive command value of a motor 11 which is indicated by a given drive command signal. Then, in the power supply circuit 14, an ordinary mode which supplies a driving power supply VBL to a drive control circuit 13 and a standby mode which stops its supply and which reduces a power consumption are changed over according to the mode changeover signal. At this time, the standby mode refers to a mode in which a current consumed by the power supply circuit 14 is extremely small as compared with that in the ordinary mode, and e.g. a consumed current becomes 1 mA or lower.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-115997

(P2000-115997A)

(43) 公開日 平成12年4月21日 (2000. 4. 21)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 2 J 1/00	3 0 7	H 0 2 J 1/00	3 0 7 F
// B 6 0 R 16/02	6 4 5	B 6 0 R 16/02	6 4 5 Z

審査請求 未請求 請求項の数15 O L (全 14 頁)

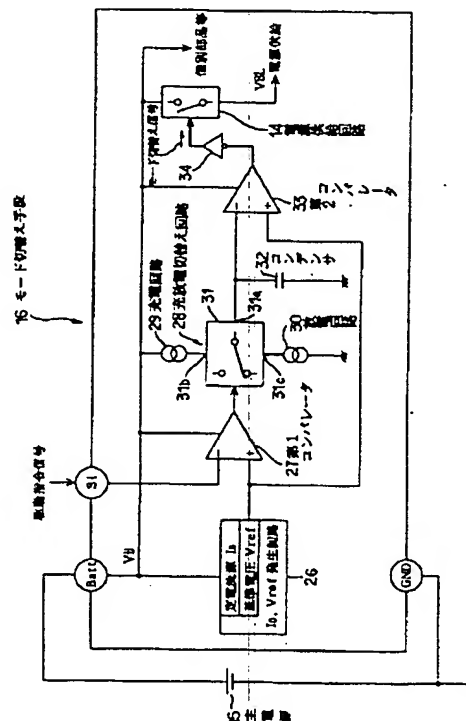
(21) 出願番号	特願平11-200309	(71) 出願人	000004260 株式会社デンソー
(22) 出願日	平成11年7月14日 (1999. 7. 14)		愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地
(31) 優先権主張番号	特願平10-219069	(72) 発明者	近田 真市
(32) 優先日	平成10年8月3日 (1998. 8. 3)		愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内
(33) 優先権主張国	日本 (J P)	(72) 発明者	浅井 悟
			愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内
		(72) 発明者	後藤 邦彦
			愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会 社デンソー内
		(74) 代理人	100071135 弁理士 佐藤 強

(54) 【発明の名称】 負荷駆動制御装置

(57) 【要約】

【課題】 コストの上昇をできるだけ抑制した上で、不要な電力消費を低減することができる負荷駆動制御装置を提供する。

【解決手段】 外部より駆動制御回路に与えられパルス信号のデューティ比によりモータ11の回転数を指定する駆動指令信号のレベルが基準電圧VREFを下回ると、充放電切替回路30によってコンデンサ32を充電し、基準電圧VREFを上回るとコンデンサ32を放電するように設定する。そして、充電及び放電回路28及び29間の充放電電流の割合を、駆動指令信号のモード切替えしきい値に対応するデューティ比に等しくなるように設定して、コンデンサ32の端子電圧が基準電圧VREFを下回れば電源供給回路14に駆動制御回路に対する駆動用電源VBLの供給を停止させて通常モードからスタンバイモードに移行するようにスタンバイ回路16を構成する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の駆動条件に基づいて負荷の駆動制御を行う駆動制御回路と、
この駆動制御回路に対して駆動用電源を供給する電源供給回路と、

前記負荷の駆動制御を行うための制御用信号に基づいて前記電源供給回路による駆動用電源の供給を制御することで、通常モードと電力消費を低減するスタンバイモードとの切替えを行うモード切替え手段とを備えたことを特徴とする負荷駆動制御装置。

【請求項2】 所定の駆動条件に基づいて負荷の駆動制御を行う駆動制御回路と、

この駆動制御回路に対して駆動用電源を供給する電源供給回路と、
前記負荷の駆動制御を行うための制御用信号に基づいて前記電源供給回路による駆動用電源の供給を制御することで、通常モードと駆動用電源の供給を停止するスタンバイモードとの切替えを行うモード切替え手段とを備えたことを特徴とする負荷駆動制御装置。

【請求項3】 前記モード切替え手段は、前記制御用信号のレベルに応じてコンデンサの充放電を切り替える充放電切替え回路を備えと共に、

前記コンデンサの端子電圧に基づいて前記通常モードと前記スタンバイモードとの切替えを行うことを特徴とする請求項1または2記載の負荷駆動制御装置。

【請求項4】 前記制御用信号は、前記負荷の駆動条件に応じてパルス信号のデューティ比が変化する信号であり、

前記モード切替え手段は、前記充放電切替え回路によって前記コンデンサに対する接続が切り替えられることにより前記コンデンサを充電及び放電する充電回路及び放電回路を備え、

前記充電及び放電回路は、両者間における充電電流及び放電電流の割合が、前記通常モードと前記スタンバイモードとの切替えを行うためのモード切替えしきい値に対応する前記パルス信号のデューティ比に略等しくなるように予め設定されていることを特徴とする請求項3記載の負荷駆動制御装置。

【請求項5】 前記モード切替えしきい値に対応するデューティ比は、前記負荷の駆動開始条件に対応するデューティ比よりも小に設定されていることを特徴とする請求項4記載の負荷駆動制御装置。

【請求項6】 前記制御用信号は、前記負荷の駆動条件に応じて前記パルス信号の周波数が変化する信号であり、

前記モード切替え手段は、前記パルス信号の周波数を検出して、その検出した周波数の高低に応じて前記通常モードと前記スタンバイモードとの切替えを行うことを特徴とする請求項1または2記載の負荷駆動制御装置。

【請求項7】 前記制御用信号は、前記負荷の駆動条件

に応じてレベルがデジタル的に変化するシリアル信号であり、

前記モード切替え手段は、前記シリアル信号をパラレル信号に変換し、このパラレル信号のデータ値に基づき前記通常モードと前記スタンバイモードとの切替えを行うことを特徴とする請求項1または2記載の負荷駆動制御装置。

【請求項8】 前記電源供給回路は、主電源から与えられる電力に基づいて前記駆動用電源を供給する構成であり、

前記モード切替え手段は、前記主電源電圧を参照することにより、その主電源電圧の変化に応じて前記通常モードと前記スタンバイモードとの移行タイミングを変化させるように構成されていることを特徴とする請求項1乃至7の何れかに記載の負荷駆動制御装置。

【請求項9】 前記負荷の駆動状態を検出し、その駆動状態に基づいて前記制御用信号を出力する負荷駆動状態検出手段を備え、

前記モード切替え手段は、前記制御用信号により前記負荷の駆動が停止状態へ移行したことを検知すると、前記通常モードから前記スタンバイモードへ移行することを特徴とする請求項1乃至8の何れかに記載の負荷駆動制御装置。

【請求項10】 前記モード切替え手段は、前記制御用信号により前記負荷の駆動が異常状態となったことを検知した場合にも、前記通常モードから前記スタンバイモードへ移行することを特徴とする請求項9記載の負荷駆動制御装置。

【請求項11】 前記駆動制御回路の制御状態を検出し、その制御状態に基づいて前記制御用信号を出力する制御状態検出手段を備え、

前記モード切替え手段は、前記制御用信号により前記駆動制御回路の制御が異常状態となったことを検知すると、前記通常モードから前記スタンバイモードへ移行することを特徴とする請求項1乃至10の何れかに記載の負荷駆動制御装置。

【請求項12】 前記電源供給回路は、前記駆動用電源の供給制御を複数のスイッチング素子により行うように構成されており、

前記駆動用電源電圧の昇圧動作を行う昇圧回路と、
この昇圧回路の昇圧出力に基づいて、前記複数のスイッチング素子による前記駆動用電源の電圧降下の影響を補償するように構成される電圧降下補償回路とを備えていることを特徴とする請求項1乃至11の何れかに記載の負荷駆動制御装置。

【請求項13】 前記電源供給回路より供給される前記駆動用電源電圧の昇圧動作を行う昇圧回路を有すると共に、

前記昇圧回路の昇圧出力を利用して生成した駆動用電源を前記駆動制御回路に供給する電源生成回路を備えたこ

とを特徴とする請求項1乃至11の何れかに記載の負荷駆動制御装置。

【請求項14】 前記電源生成回路は、前記モード切替え手段により前記スタンバイモードから前記通常モードに移行した際に前記昇圧回路の動作を開始させることを特徴とする請求項13記載の負荷駆動制御装置。

【請求項15】 前記駆動制御回路は、ブリッジ接続された複数のスイッチング素子で構成され前記負荷を駆動する駆動回路を備え、

前記モード切替え手段により前記スタンバイモードに移行した状態にある場合には、前記駆動回路を構成する複数のスイッチング素子の内何れか1つ以上をオンすることで、前記負荷に対して制動をかけるように構成される制動手段を備えてなることを特徴とする請求項1乃至14の何れかに記載の負荷駆動制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、所定の駆動条件に基づいて負荷の駆動制御を行う駆動制御回路を備えた負荷駆動制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】例えば、自動車に搭載されるエアコンディショナ（エアコン）に用いられるブロワモータやクーリングファンモータを負荷として駆動制御するものにおいては、モータの運転が停止している期間における不要な電力消費をできるだけ抑制したいという要請がある。

【0003】このため、従来は、例えば図14に示すように、電源供給回路1及び駆動制御回路2からなりモータ3を駆動制御するコントローラ4と、このコントローラ4に対して駆動用電源を供給するバッテリー5との間にリレー6を介挿して、エアコンの運転を停止する時にはリレー6をオフすることにより、バッテリー1からコントローラ4及びモータ3への電源供給を停止するようにしたものがあ

る。【0004】また、図15に示すように、コントローラ4にイグニッションスイッチ7のオンオフ信号を入力するようにして、電源供給回路1を、イグニッションスイッチ7がオンされていることを条件として、バッテリー5からコントローラ4及びモータ3への電源供給を行うように構成したものがあ

る。【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、図14に示す方式では、リレー6には閉路（オン）時に比較的大なる電流が流れるため、その電流に耐え得る大形のリレーが必要となりコストアップしてしまう。また、図15に示す方式では、コントローラ4にイグニッションスイッチ7の信号を入力するための端子（ポート）を独立に設ける必要があり、やはりコストアップしてしまうという問題がある。

【0006】本発明は上記事情に鑑みてなされたもので

あり、その目的は、コストの上昇をできるだけ抑制した上で、不要な電力消費を低減することができる負荷駆動制御装置を提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の負荷駆動制御装置によれば、モード切替え手段は、負荷の駆動制御を行うための制御用信号に基づいて、電源供給回路から駆動制御回路に対する駆動用電源の供給を制御することで通常モードと電力消費を低減するスタンバイモードとの切替えを行う。従って、従来とは異なり、大形のリレーを用いたり、イグニッションスイッチのオンオフ信号を駆動制御回路に与えることなく通常モードとスタンバイモードとの切替えを行うことができるので、コストの上昇を抑制して不要な電力消費を低減することが可能となる。

【0008】請求項2記載の負荷駆動制御装置によれば、モード切替え手段は、負荷の駆動制御を行うための制御用信号に基づいて、電源供給回路から駆動制御回路に対する駆動用電源の供給を制御することで通常モードと電源供給を停止するスタンバイモードとの切替えを行う。従って、請求項1と同様に、従来とは異なり、大形のリレーを用いたり、イグニッションスイッチのオンオフ信号を駆動制御回路に与えることなく通常モードとスタンバイモードとの切替えを行うことができるので、コストの上昇を抑制して不要な電力消費を低減することが可能となる。

【0009】請求項3記載の負荷駆動制御装置によれば、モード切替え手段は、充放電切替え回路により制御用信号のレベルに応じてコンデンサの充放電を切り替え、そのコンデンサの端子電圧に基づいて通常モードとスタンバイモードとの切替えを行う。例えば、制御用信号が信号レベルに応じて負荷の駆動条件を指定する信号である場合に、充放電切替え回路により信号レベルが基準電圧を上回るとコンデンサを充電し、基準電圧を下回るとコンデンサを放電するように設定する。

【0010】そして、コンデンサの端子電圧が所定レベルを下回ると通常モードからスタンバイモードに移行するように設定することで、制御用信号により示される特定の負荷駆動条件をモード切替えのしきい値としてスタンバイモードに移行することにより、消費電力を低減することができる。また、コンデンサの端子電圧に基づいてモード切替えを行うことで、外来ノイズが印加されても、そのレベルを平滑化して影響を排除することができ、切替え動作を確実に行うことができる。

【0011】請求項4記載の負荷駆動制御装置によれば、制御用信号が負荷の駆動条件に応じてパルス信号のデューティ比を変化させる信号である場合に、充電及び放電回路間の充放電電流の割合がモード切替えしきい値に対応する前記デューティ比に略等しくなるように予め設定されているので、例えば、制御用信号のデューティ

比が前記しきい値に応じた値に一致している場合は、コンデンサの端子電圧は略一定となる。

【0012】そして、例えば、制御用信号のデューティ比が前記しきい値に応じた値を下回ると、コンデンサの端子電圧を下降させるように充放電切替回路の切替を設定すれば、請求項3と同様に、制御用信号により指定される特定の負荷駆動条件を前記しきい値としてスタンバイモードに移行することができる。

【0013】請求項5記載の負荷駆動制御装置によれば、モード切替えしきい値に対応するデューティ比を、負荷の駆動開始条件に対応するデューティ比よりも小に設定するので、例えば、負荷の駆動開始条件が成立する前にスタンバイモードから通常モードに移行することによって、負荷の起動を迅速に行うことができる。

【0014】請求項6記載の負荷駆動制御装置によれば、制御用信号が負荷の駆動条件に応じてパルス信号の周波数を変化させる信号である場合に、モード切替え手段は、前記パルス信号の周波数の高低に応じて通常モードとスタンバイモードとの切替えを行うので、請求項3と同様の効果が得られる。

【0015】請求項7記載の負荷駆動制御装置によれば、制御用信号が、負荷の駆動条件に応じてレベルがデジタル的に変化するシリアル信号である場合に、モード切替え手段は、前記シリアル信号をパラレル信号に変換し、このパラレル信号のデータ値に基づき通常モードとスタンバイモードとの切替えを行うので、請求項3と同様の効果が得られる。

【0016】請求項8記載の負荷駆動制御装置によれば、モード切替え手段は、主電源電圧の変化に応じて通常モードとスタンバイモードとの移行タイミングを変化させるので、例えば、電源供給回路がバッテリーを主電源として駆動用電源を供給する場合に、バッテリーの使用状態に応じて主電源電圧がある程度低下した場合にはスタンバイモードから通常モードへの移行タイミングがより遅くなるように、また、通常モードからスタンバイモードへの移行タイミングがより速くなるようにすることによってバッテリーの電力消費を抑制して使用可能な時間をより長期化することができる。

【0017】請求項9記載の負荷駆動制御装置によれば、モード切替え手段は、負荷駆動状態検出手段が出力する制御用信号により負荷の駆動が停止状態へ移行したことを検知すると通常モードからスタンバイモードへ移行するので、負荷の駆動が実質的に停止状態になった場合に、適切なタイミングでスタンバイモードへ移行させることができる。

【0018】請求項10記載の負荷駆動制御装置によれば、モード切替え手段は、前記制御用信号により負荷の駆動が異常状態となったことを検知した場合にも、通常モードからスタンバイモードへ移行する。従って、例えば負荷がモータである場合に、モータに過電流が流れた

りモータがロックしたりするなどの異常が生じた場合には、スタンバイモードへ移行して駆動制御回路に対する電源供給を停止することで、負荷を保護すると共に電力消費を低減することができる。

【0019】請求項11記載の負荷駆動制御装置によれば、制御状態検出手段は、駆動制御回路の制御状態を検出し、その制御状態に基づいて制御用信号を出力する。そして、モード切替え手段は、前記制御用信号により駆動制御回路の制御が異常状態となったことを検知すると通常モードからスタンバイモードへ移行する。従って、例えば、駆動制御回路を構成する素子が過熱状態となった場合にスタンバイモードへ移行して駆動制御回路に対する電源供給を停止することで、駆動制御回路を保護すると共に電力消費を低減することができる。

【0020】請求項12記載の負荷駆動制御装置によれば、電圧降下補償回路は、駆動用電源電圧の昇圧動作を行う昇圧回路の昇圧出力に基づいて、電源供給回路を構成する複数のスイッチング素子による駆動用電源の電圧降下の影響を補償するので、駆動用電源の電圧をより高く維持した状態で駆動制御回路に供給することができ、電源の使用効率を向上させることができる。

【0021】請求項13記載の負荷駆動制御装置によれば、電源生成回路は、電源供給回路より供給される駆動用電源電圧を昇圧回路により昇圧し、その昇圧出力を利用して生成した駆動用電源を駆動制御回路に供給するので、十分な電圧レベルを有する駆動用電源を供給することができ、請求項11と同様に、電源の使用効率を向上させることができる。

【0022】請求項14記載の負荷駆動制御装置によれば、電源生成回路は、モード切替え手段によりスタンバイモードから通常モードに移行した際に昇圧回路の動作を開始させるので、昇圧回路は昇圧出力が必要とされる場合にのみ動作することになり、電力消費を抑えることができる。

【0023】請求項15記載の負荷駆動制御装置によれば、制動手段は、モード切替え手段によりスタンバイモードに移行した状態にある場合には、駆動回路を構成する複数のスイッチング素子の内何れか1つ以上をオンすることで負荷に対して制動をかける。従って、負荷が例えばファンを回転させるファンモータである場合は、ファンモータが駆動制御回路により駆動制御されていない状態であっても、ファンが風などの外力を受けてファンモータが回転することが想定される。このような場合でも、制動手段によってファンモータに制動をかけることにより回転を停止させることができ、不要な起電力や騒音の発生を防止することができる。

【0024】

【発明の実施の形態】（第1実施例）以下、本発明を、自動車に搭載されるエアコンディショナ（カーエアコン）のプロアモータについて適用した場合の第1実施例

について、図1乃至図7を参照して説明する。図4は、電氣的構成を示す機能ブロック図である。この図4において、例えば、ブラシレスモータからなるモータ（負荷）11の回転軸には、カーエアコンのファン12が取り付けられている。ファン12は、自動車のフロント内部に配置されており、モータ11により回転駆動されて例えばエバポレータ（図示せず）により冷却された空気を車室内に送風するようになっている。

【0025】モータ11は、駆動制御回路13により駆動制御されるようになっている。駆動制御回路13には、自動車のバッテリー15（Bat t）を主電源VBとして、電源供給回路14より駆動用電源VBLが供給されるようになっている。電源供給回路14は、リレーなどのスイッチを介さずにバッテリー15に直接接続されている。外部からは、モータ11の回転数を指定するための駆動指令信号（制御用信号）が駆動制御回路13及びスタンバイ回路（モード切替え手段）16に与えられるようになっている。

【0026】スタンバイ回路16は、与えられた駆動指令信号が示すモータ11の駆動指令値に応じて、モード切替え信号を電源供給回路14に出力するようになっている。そして、電源供給回路14は、そのモード切替え信号に応じて、駆動制御回路13に駆動用電源VBLを供給する通常モードと、その供給を停止して電力消費を低減するスタンバイモードとの切替えを行うようになっている。尚、ここでスタンバイモードとは、図4に示すバッテリー15より供給され、駆動制御回路13、電源供給回路14によって消費される電流が、通常モードに比べて極めて少ない状態となるモードであり、例えば、消費電流が1mA以下となる状態を示す。

【0027】図2は、駆動制御回路13のより詳細な電氣的構成を示すものである。この図2において、駆動制御回路13は、マイクロコンピュータを中心として構成される制御回路17と駆動回路18とで構成されている。駆動回路18は、nチャネルのパワーMOSFET（スイッチング素子、以下、単にFETと称す）19乃至24を三相ブリッジ接続してなるインバータで構成されている。また、各FET19乃至24のソースドレイン間には、図示しないフリーホイールダイオードが接続（若しくは素子として一体に構成）されている。

【0028】そして、駆動回路18の正側母線18aはバッテリー15（Bat t）に直結されている。制御回路17の電源端子は、電源供給回路14の電源供給端子に接続されており、駆動回路18の負側母線18bは、グラウンドに接続されている。制御回路17には、制御用電源回路（図示せず）が内蔵されており、電源供給回路14より供給される例えば14V程度の駆動用電源VBLから、例えば5V程度の制御用電源を生成して内部回路に供給するようになっている。

【0029】また、モータ11は、三相のステータコイ

ル11u、11v及び11wが△結線されており、そのコイル11u及び11v、11v及び11w、11w及び11uの共通接続点には、駆動回路18の出力端子18u、18v及び18wが夫々接続されている。そして、駆動回路18の負側アームを構成するFET22乃至24のゲートには、制御回路（制御手段）25の出力端子が夫々接続されている。制御回路25には、バッテリー15より主電源VBが直接供給されている。

【0030】制御回路25は、スタンバイ回路16により与えられるモード切替え信号がスタンバイモードを示す場合には、制御回路17に内蔵されているゲート駆動回路に代わってFET22乃至24のゲートを駆動するようになっている。また、通常モードにおいては、制御回路25の出力端子はハイインピーダンス状態となるように構成されている。

【0031】図1は、スタンバイ回路16の電氣的構成をより詳細に示すものである。この図1において、バッテリー15には、スタンバイ回路16のI0/VREF発生回路26が接続されている。I0/VREF発生回路26は、バッテリー15より供給される電源より定電流I0と基準電圧VREFとを生成して、スタンバイ回路16の各部に適宜供給するようになっている。

【0032】I0/VREF発生回路26が出力する基準電圧VREFは、第1コンパレータ27の非反転入力端子に与えられており、その第1コンパレータ27の反転入力端子には、外部より駆動指令信号が与えられるようになっている。そして、第1コンパレータ27の出力端子は、充放電切替え回路28に対して切替え制御信号として与えられている。

【0033】ここで、駆動指令信号は、モータ11の回転数を例えばパルス信号のローレベルデューティ比によって指定する信号であり（図5参照）、駆動制御回路13は、デューティ比が20%（駆動開始条件）以上になると、モータ11の駆動を開始して回転数制御を行うようになっている。

【0034】充放電切替え回路28は、充電回路29、放電回路30及び切替え制御回路31により構成されている。切替えスイッチのシンボルで表されている切替え制御回路31は、第1コンパレータ27により出力される切替え制御信号に応じて、一端がグラウンドに接続されているコンデンサ32の他端（出力端子31a）を、充電回路29または放電回路30の一端（入力端子31bまたは31c）に接続するように切替えを行うようになっている。尚、切替え制御回路31は、実際にはトランジスタなどにより構成されている。

【0035】充電及び放電回路29及び30は、その他端がバッテリー15及びグラウンドに夫々接続されており、コンデンサ32に対する充放電電流の割合が、前述した通常モードとスタンバイモードとの切替えを行うためのしきい値（モード切替えしきい値）に対応する駆動指令

信号のデューティ比に略等しくなるように予め設定されている。

【0036】例えば、モード切替えしきい値に対応する駆動指令信号のデューティ比が5%である場合、充電回路29が切替え制御回路31(31b→31a)を介してコンデンサ32に接続された場合に、コンデンサ32をバッテリー15により充電する電流値を190μAに設定し、また、放電回路30が切替え制御回路31(31c→31a)を介してコンデンサ32に接続された場合に、コンデンサ32に充電された電荷をグラウンドに放電する電流値を10μAに設定する。即ち、充放電電流の割合(放電電流値/(充電電流値+放電電流値))=10/(190+10)=5%となっている。

【0037】切替え制御回路31の出力端子31aは、第2コンパレータ33の反転入力端子に接続されており、第2コンパレータ33の非反転入力端子には、I0/VREF 発生回路26が出力する基準電圧VREF が与えられている。そして、第2コンパレータ33の出力端子は、インバータ34を介してオンオフスイッチのシンボルで表されている電源供給回路14の制御信号端子に接続されており、電源供給回路14に対してモード切替え信号を与えるようになっている。そして、前述したように、電源供給回路14は、モード切替え信号に応じて、バッテリー15から駆動用電源VBLを駆動制御回路13に供給する通常モードとその供給を停止するスタンバイモードとの切替えを行うものである。

【0038】図3は、電源供給回路14の詳細な電気的構成を示すものである。npn形のトランジスタ34aはインバータ34を構成するものであり、抵抗を介してベースに第2コンパレータ33の出力信号を受けるようになっている。トランジスタ34aのコレクタは、I0/VREF 発生回路26の一部をなし定電流I0を供給するpnp形のトランジスタ26aのコレクタに接続されており、定電流I0が供給されるようになっていると共に、抵抗(必ずしも必要としない)を介してnpn形のトランジスタ35のベースに接続されている。また、トランジスタ34aのエミッタは、グラウンド(GND)に接続されている。

【0039】トランジスタ35のコレクタは、抵抗36a及び36bの直列回路を介してバッテリー15(Batt)に接続されていると共に、トランジスタ37のコレクタに接続されている。また、トランジスタ35のエミッタは、抵抗を介してグラウンドに接続されていると共にnpn形のトランジスタ37のベースに接続されている。そして、トランジスタ37のエミッタはグラウンドに接続されている。

【0040】抵抗36a及び36bの共通接続点は、エミッタがバッテリー15に接続されているpnp形のトランジスタ38のベースに接続されている。そのトランジスタ38のコレクタは、npn形のトランジスタ39の

ベースに接続されていると共に、抵抗を介してトランジスタ39のエミッタに接続されている。トランジスタ39のコレクタは、バッテリー15に接続されており、トランジスタ39のエミッタは、駆動制御回路13に駆動用電源VBLを供給するようになっている。

【0041】次に、本実施例の作用について図6をも参照して説明する。例えば、図6の区間Aに示すように、初期状態として駆動指令信号が出力されておらず(ローレベルデューティ比0%)モータ11の回転は停止しており、モード切替え信号のレベルはローとなっている。従って、電源供給回路14は、バッテリー15からの駆動用電源VBLの供給を停止しており、スタンバイモードにある(図6(c)参照)。

【0042】この状態から、カーエアコンの運転が開始され、ファン12による所定の送風量が要求されてモータ11の回転数がデューティ比約60%の駆動指令信号により指定されたとする(図6、区間B)。そして、第2コンパレータ33は、駆動指令信号のレベルが基準電圧VREF(3.75V)よりも低い場合はローレベル、基準電圧VREFよりも高い場合はハイレベルとなる切替え制御信号を切替え制御回路31に出力する。

【0043】切替え制御回路31は、切替え制御信号のレベルのロー、ハイに応じてコンデンサ32を充電回路29、放電回路30に接続する。すると、図6(b)に示すように、コンデンサ32は、切替え制御信号がローレベルの場合は190μAの電流により充電され、切替え制御信号がハイレベルの場合は、充電された電荷が10μAの電流で放電される。

【0044】ここで、駆動指令信号のデューティ比が5%であれば、

$$(\text{充電電流値}) \times (\text{充電時間: ローレベル期間}) = (\text{放電電流値}) \times (\text{放電時間: ハイレベル期間})$$

となるので、コンデンサ32の端子電圧は初期値から変化しない。そして、駆動指令信号のデューティ比が5%を超えた場合は、上式の(左辺) > (右辺) となって充電電荷量が放電電荷量を上回り、コンデンサ32の端子電圧は初期値から上昇する。この場合、デューティ比が小さい(即ち、モータ11に対する回転数指令が低い)程『スタンバイ→通常』への移行は遅くなり、デューティ比が大きい(即ち、モータ11に対する回転数指令が高い)程『スタンバイ→通常』への移行は速くなる。

【0045】従って、図6(b)に示すように、コンデンサ32の端子電圧は0Vから上昇し、基準電圧VREFを超えると、第2コンパレータ33は出力信号をローレベルにする。すると、インバータ34を構成するトランジスタ34aはオフ状態となり、電源供給回路14のトランジスタ35には、トランジスタ26aを介して定電流I0が供給されてベース電流が流れ、トランジスタ35はオンする。

【0046】トランジスタ35がオンすることによって

トランジスタ37にもベース電流が供給されて、トランジスタ37もオンする。すると、トランジスタ38もベース電流が流れてオンとなり、トランジスタ38も同様にオンすることで、電源供給回路14は、バッテリー15から駆動制御回路13に駆動用電源VBLを供給するようになり、スタンバイモードから通常モードに移行する(図6、区間B→C)。

【0047】一方、通常モードにある状態から、カーエアコンの運転が停止されて駆動指令信号のデューティ比が5%を下回ると、コンデンサ32は放電回路30を介して放電され、その端子電圧は第2コンパレータ33のしきい値(基準電圧VREF)以下となり、第2コンパレータ33は切替え制御信号をローレベルにする。すると、電源供給回路14は、通常モードからスタンバイモードに移行して、駆動制御回路13に対する駆動用電源VBLの供給を停止する(図6、区間D→E)。

【0048】また、一旦通常モードに移行すると、その状態からスタンバイモードに移行する場合にはヒステリシスを持たせるため、 $I_0/VREF$ 生成回路26により与えられる基準電圧VREFを若干低下させるようになっている(図6(b)、(c)参照)。従って、区間Dに示すように、駆動指令信号のデューティ比を急に0%としても、直ぐには『通常→スタンバイ』へと移行しない。

【0049】次に、駆動制御回路13及び制動回路25を中心とする作用について説明する。駆動制御回路13の制御回路17は、通常モードにおいて駆動用電源が供給され、モータ11を介してファン12を回転させる場合には、図示しない位置センサなどによりモータ11のロータの回転位置を検出し、その回転位置に応じた適当なタイミングを以て、駆動回路18を構成する各FET19乃至24のゲートに各相毎に例えば互いに120度の位相差を有するゲート信号を与えることによりモータ11を駆動する。尚、駆動タイミングは周知の方式に基づくものである。

【0050】ここで、図7は、制御回路17に内蔵されているゲート駆動回路40の一構成例を一部のみ示すものである。ゲート駆動回路40は、pチャネルMOSFET40a及びnチャネルMOSFET40bからなるCMOSFETで構成されており、FET40aのソースには電源供給回路14から供給される駆動用電源VBLが与えられ、FET40bのソースはグランドに接続されている。そして、両FET40a及び40bのドレインは、FET22のゲートに接続されている。

【0051】通常モードの場合は、両FET40a及び40bのゲートにローレベルの制御信号が与えられると、FET40aがオン、FET40bがオフすることで、ゲートレベルがハイとなりFET22はオンする。この場合、駆動回路18を構成する各FETは全て電圧駆動されるので、電流消費は殆ど生じない。

【0052】ところで、スタンバイモードにおいては、駆動制御回路13自体に駆動用電源VBLは供給されないため、ゲート駆動回路40によりFET22を制御することはできない。そこで、制動回路25は、スタンバイ回路16よりスタンバイモードであることを示すハイレベルのモード切替え信号が与えられると、FET22乃至24のゲートをハイレベルにドライブしてFET22乃至24をオンすることによりモータ11の各相巻線11u、11v及び11wの各両端をグランドに接続する。この場合、制動回路25は、スタンバイモードの間はFET22乃至24のゲートを連続的にドライブしても良いし、また、一定間隔で間欠的にドライブしても良い。

【0053】このように、スタンバイモードにおいては制動回路25が動作することにより、駆動制御回路13により駆動トルクが与えられない状態にあるモータ11に対して、例えば、自動車が走行することでファン12が風を受けて、モータ11を回転させようとする外力が作用する場合であっても、各相巻線11u、11v及び11wの各両端をグランドに接続することで制動をかけることができる。

【0054】以上のように本実施例によれば、スタンバイ回路16を、パルス信号のデューティ比によってモータ11の回転数を指定する駆動指令信号のレベルが基準電圧VREFを下回ると充放電切替え回路28によってコンデンサ32を充電し、基準電圧VREFを上回るとコンデンサ32を放電するように設定し、コンデンサ32の端子電圧が基準電圧VREFを下回れば電源供給回路14に駆動制御回路13に対する駆動用電源VBLの供給を停止させて、通常モードからスタンバイモードに移行するように構成した。

【0055】従って、駆動指令信号により指定されるモータ11の駆動条件(回転数)を判定してスタンバイモードに移行することができるので、従来とは異なり、駆動制御回路13に対する駆動用電源VBLの供給を停止するためにリレーを用いたりイグニッションスイッチの信号を利用する必要がなく、部品数や入力信号数を増加させることでコストを上昇をさせずに消費電力を低減することができる。

【0056】そして、コンデンサ32の端子電圧を基準電圧VREFと比較することによりモード切替えを行う構成としたので、スタンバイ回路16に外来ノイズが印加されても、そのレベルをコンデンサ32により平滑化して影響を排除することができ、モード切替え動作を確実に行うことができる。

【0057】また、充電及び放電回路29及び30間の充放電電流の割合を、駆動指令信号のモード切替えしきい値に対応するデューティ比に等しくなるように設定したので、パルス信号のデューティ比により負荷の駆動条件を指定することで、本実施形態のようにノイズなどの

影響による誤動作が生じ難い信号形式を採用した場合でも、しきい値を判定して通常モードとスタンバイモードとの切替えを行うことができる。

【0058】更に、本実施例によれば、モード切替えしきい値に対応するデューティ比を、モータ11の駆動開始条件に対応するデューティ比よりも小に設定したので、駆動開始条件が成立する前にスタンバイモードから通常モードに移行することにより予め駆動制御回路13に駆動用電源VBLを供給することができるので、駆動開始条件の成立した場合にはモータ11の起動を迅速に行うことができる。

【0059】尚、本実施形態では、スタンバイモードにおいて電源供給回路14から駆動制御回路13への電源供給を停止するようにしているが、スタンバイ回路16から直接、或いは電源供給回路14を介して駆動制御回路13に内蔵されている電源供給を行う回路（例えば、定電流回路など）の動作を停止させるようにしても良

$$VBL = VB - VCE(Tr38) - VBE(Tr39)$$

… (1)

となることで、駆動用電源VBLの電圧は電源VBの電圧よりも1V程度低下してしまう。そこで、第2実施例では、電源供給回路14に上記電圧降下分を補償する電圧降下補償回路41を付加したものである。以下、電圧降下補償回路41の構成及び作用について説明する。

【0062】図8において、駆動用電源VBLを供給する電源供給回路14の電源出力線を電源母線PLとして、電圧降下補償回路41の要部をなす昇圧回路42が以下のように構成されている。尚、特に示さない限り、トランジスタはnpn形である。並列接続されている2つのトランジスタ43a及び43bのコレクタは、抵抗を介して電源母線PLに接続されており、エミッタはグランドに接続されている。トランジスタ43a及び43bのベースには、外部より昇圧動作を制御するためのクロック信号が与えられるようになっている。尚、クロック信号は、電源母線PLより電源供給されるクロック発生回路から供給されるものである。

【0063】また、トランジスタ43a及び43bのコレクタは、並列接続されている2つのトランジスタ44a及び44b並びに45a及び45bのベースに、夫々抵抗を介して接続されている。トランジスタ44a及び44bのコレクタは、2つの抵抗からなる直列回路を介して出力線PDLに接続されていると共に、並列接続されている2つのトランジスタ46a及び46bのベースに接続されており、トランジスタ44a及び44bのエミッタはグランドに接続されている。

【0064】トランジスタ45a及び45bのコレクタは、2つの抵抗47a及び47bからなる直列回路を介してトランジスタ46a及び46bのエミッタに接続されており、トランジスタ45a及び45bのベースは抵抗を介してグランドに接続され、エミッタはグランドに直接接続されている。

い。

【0060】（第2実施例）図8及び図9は本発明の第2実施例を示すものであり、第1実施例と同一部分には同一符号を付して説明を省略し、以下異なる部分についてのみ説明する。第2実施例は、第1実施例における電源供給回路14の欠点を改善するものである。即ち、図3において、スタンバイモードから通常モードに移行して電源供給回路14が駆動制御回路13に駆動用電源VBLを供給する場合は、前述のように、バッテリー15の電源VBがトランジスタ（スイッチング素子）38及び39を介して駆動用電源VBLとして供給される。

【0061】この場合、駆動用電源VBLの電圧は、バッテリー15の電源VBの電圧から、トランジスタ38のコレクタエミッタ間電圧VCE及びトランジスタ39のベースエミッタ間電圧VBE分だけ降下することになる。即ち、

【0065】並列接続されている2つのトランジスタ48a及び48b並びに49a及び49bは、夫々ダイオード接続されており、トランジスタ48a及び48bのエミッタは電源母線PLに接続され、トランジスタ49a及び49bのコレクタはコンデンサ50を介してグランドに接続されている。そして、トランジスタ48a及び48bのコレクタは、トランジスタ49a及び49bのエミッタに接続されていると共に、コンデンサ51の両端子51a、51bを介して抵抗47a及び47bの共通接続点に接続されている。

【0066】そして、トランジスタ49a及び49bのコレクタは、昇圧電圧の出力線PDLに接続されていると共に、トランジスタ52のコレクタに接続されている。トランジスタ52のコレクタは、抵抗を介して自身のベース及びトランジスタ53のコレクタに接続されている。抵抗54a及び54bの直列回路は、電源母線PLとグランドとの間に接続されており、両者の共通接続点は、トランジスタ53のベースに接続されている。また、トランジスタ52及び53のエミッタは、グランドに接続されている。以上が昇圧回路42を構成している。

【0067】トランジスタ55及び56は、トランジスタ35及び37と対称に構成されており、トランジスタ55のベースは、抵抗を介してトランジスタ34aのコレクタに接続されている。そして、トランジスタ55及び56のコレクタは、抵抗57a及び57bの直列回路を介して出力線PDLに接続されている。npn形のトランジスタ58のエミッタは出力線PDLに接続されており、ベースは、抵抗57a及び57bの共通接続点に接続されている。そして、トランジスタ58のエミッタは、抵抗59a及び59bの直列回路を介して電源母線PLに接続されている。

【0068】抵抗59a及び59bの共通接続点は、並列接続されている2つのトランジスタ60a及び60bのベースに接続されており、トランジスタ60a及び60bのエミッタ、コレクタは、トランジスタ39のエミッタ、コレクタに夫々接続されている。昇圧回路42に以上を加えたものが、電圧降下補償回路41を構成している。

【0069】次に、第2実施例の作用について図9をも参照して説明する。尚、以下の説明では、抵抗による電圧降下分は無視している。先ず、トランジスタ43a及び43bのベース①には、外部より例えば35KHz程度のクロック信号が与えられ(図9(a)参照)、トランジスタ43a及び43bは、そのクロック信号に同期

$$VC = VBL - VF(Tr48) - VCE(Tr45)$$

に充電される。

【0071】また、電位②が略グラウンドレベルの時は、トランジスタ45a及び45bがオフ、トランジスタ4

$$\text{電位③} = VBL - VCE(Tr46)$$

となる(図9(c)参照)。

【0072】従って、コンデンサ51の端子51aの電

$$\text{電位④} = VBL - VF(Tr48) - VCE(Tr45)$$

であり、電位③が略VBLレベルの時は、(3)+(4)

$$\text{電位④} = VBL - VCE(Tr46) + VBL - VF(Tr48) - VCE(Tr45) \quad \dots (5)$$

となり、電位⑤は、電位④-VF(Tr49)であるから、そ

$$\text{電位⑤} = 2(VBL - VF - VCE)$$

となる。

【0073】そして、コンデンサ50は電位④により充電されるので、その端子電圧⑤は、電源が供給電力より少ない状態で使用されていると仮定すると図9(e)に示すように次第に上昇して、最終的には2(VBL-VF-VCE)程度に達する。

【0074】而して、モード切替え信号が通常モードへの移行を示すローレベルとなった場合には、トランジスタ35及び55が同時にオンすることで、電源供給回路

$$VBL' = VB - VCE(Tr60)$$

となるので、電源供給回路14において生じる電圧降下を補償することが可能となる。

【0076】また、昇圧回路42から得られる昇圧出力(電位⑤)は、図2に示す駆動回路18のハイサイドスイッチ(上アーム)となるFET19乃至21を駆動させるため、制御回路17よりそれらの各ゲートにゲート信号として各出力される。

【0077】以上のように、電圧降下補償回路41及び昇圧回路42は、電源供給回路14が作動することで動作し始める回路となっており、電源供給回路14が作動して電源母線PLに駆動用電源VBLが供給されて初めて昇圧動作が可能となる。即ち、スタンバイモードから通常モードに移行した後に昇圧動作するものであり、無用な電力消費を抑制することができる。

【0078】そして、昇圧回路42から昇圧出力が出力

してオンオフする。従って、トランジスタ43a及び43bのコレクタの電位は、クロック信号のレベルが高い時は略グラウンドレベル、クロック信号のレベルが低い時は略VBLレベルとなる(図9(b)参照)。

【0070】そして、トランジスタ43a及び43bのコレクタ電位②が略VBLレベルの時はトランジスタ45a及び45bがオンすると共に、トランジスタ44a及び44bがオンしてトランジスタ46a及び46bはオフするので、コンデンサ51の端子51bの電位③は略グラウンドレベルとなる。この時、コンデンサ51の端子電圧VCは、トランジスタ48a及び48bを介して略VBLレベル

$$\dots (2)$$

4a及び44bがオフ、トランジスタ46a及び46bがオンとなり、電位③は略VBLレベル

$$\dots (3)$$

電位④は、電位③が略グラウンドレベルの時は略VBLレベル

$$\dots (4)$$

により略VBLの2倍のレベル

$$\dots (5)$$

の概略電圧は、

$$\dots (6)$$

14のトランジスタ38及び39と同時に、電圧降下補償回路41のトランジスタ58並びに60a及び60bがオンする。

【0075】この時、トランジスタ58並びに60a及び60bは、電源供給回路14からの供給電圧VBLよりも十分に高い電圧2(VBL-VF-VCE)により動作することになり、飽和領域での動作が可能となる。従って、最終的に、電源母線PL、即ち、駆動制御回路13に供給される駆動用電源電圧VBL'は、

$$\dots (7)$$

線PDLに供給されるようになると、電源供給回路14のトランジスタ38及び39はカットオフされる。即ち、電圧降下補償回路41は、電源供給回路14より駆動用電源VBLの供給が開始されたことをトリガとして駆動用電源VBL'を生成し駆動制御回路13に供給するものであり、電源供給回路14と電圧降下補償回路41とを組み合わせたものが電源生成回路100を構成している。

【0079】一方、通常モードからスタンバイモードに移行する際には、モード切替え信号によりトランジスタ34aがオンし、トランジスタ35、37及びトランジスタ55、56がオフすることでトランジスタ38、39及びトランジスタ58、60a、60bがオフするので、駆動用電源VBL'が生成できなくなり、駆動制御回路13への電源供給は停止される。

【0080】また、この時、モード切替え信号によりク

ロック発生回路からのクロック信号は停止され、電源母線PLの電位が低下することでトランジスタ53がオフとなり、トランジスタ53がオンすることによってコンデンサ50に蓄積された電荷は放電される。

【0081】以上のように第2実施例によれば、電源供給回路14に電圧降下補償回路41を併設して、または、これらを電源生成回路100として、電源供給回路14から供給される駆動用電源電圧VBLを、昇圧回路42により略倍に昇圧した昇圧出力に基づいてトランジスタ58並びに60a及び60bを動作させるようにしたので、電源供給回路14において生じる電圧降下を補償することができ、または、より電圧の高い駆動用電源VBL'を生成して駆動制御回路13に供給することが可能となり、バッテリー15の使用効率を向上させることができる。尚、トランジスタ58並びに60a及び60bは、NチャネルMOSFETに置き換えても良い。

【0082】(第3実施例)図10は本発明の第3実施例を示すものである。第3実施例における駆動指令信号(制御用信号)の形式は、第1及び第2実施例のようにパルス信号のデューティ比によりモータ11の回転数を指定するものとは異なり、パルス信号の周波数を変化させて指定するようになっている。例えば、パルス信号の周波数が高くなるに従ってモータ11の回転数を上昇させるようにする。そして、スタンバイ回路(モード切替え手段)61は、所定時間内における駆動指令信号パルスの入力数をカウントするパルス数カウンタによって構成されている。その他の構成は第1実施例と同様である。

【0083】斯様に構成された第3実施例によれば、モータ11に対する回転数指令が低下して、スタンバイ回路61によりカウントされるパルス入力数が、前記指令がゼロ近傍であると判断するのに十分な程度に低下した場合に通常モードからスタンバイモードに移行するように設定することで、第1実施例と同様の効果が得られる。

【0084】(第4実施例)図11は本発明の第4実施例を示すものである。第4実施例における駆動指令信号(制御用信号)の形式は、上述の第1～第3実施例とは異なり、所定ビット数のシリアル信号によりモータ11の回転数を指定するものである。即ち、前記シリアル信号のレベルがデジタル的(Hi, Loの2値)に変化するビット列のパターンによって回転数を指定するようになっている。そして、スタンバイ回路(モード切替え手段)70は、入力されるシリアル信号を例えば4ビットのバラレルデータに変換し、そのデータ値が所定値に達した場合に通常モードに移行し、所定値を下回るとスタンバイモードに移行するように切り換える。

【0085】スタンバイ回路70によってバラレルに変換されたデータは、D/A変換回路71を介して駆動制御回路13に与えられる。D/A変換回路71以降のモ

ータ11の駆動制御に関する作用は、他の実施例と同様である。以上のように構成された第4実施例によっても、駆動指令信号に基づきスタンバイモードと通常モードとの切替えを行うことができる。

【0086】(第5実施例)図12は本発明の第5実施例を示すものである。第5実施例におけるスタンバイ回路(モード切替え手段)62は、第1乃至第3実施例のように駆動指令信号の状態を参照するだけではなく、例えば、モータ11の回転数を直接検出するセンサ(負荷駆動状態検出手段)63(例えば、ロータの回転位置検出を行うためのホールIC等)による検出信号(制御用信号)をも参照するようになっている。

【0087】そして、スタンバイ回路62は、例えば第3実施例のスタンバイ回路61と同様にカウンタを中心として構成されており、所定時間内においてセンサ63がロータの回転に伴って(例えば、電気角120度毎に)出力する検出信号のパルス数をカウントすることで、モータ11の回転数を直接検出するようになっている。その他の構成は第1実施例と同様である。

【0088】斯様に構成された第5実施例によれば、モータ11の回転数が低下して、スタンバイ回路62によりカウントされるパルス入力数が、回転数がゼロ近傍であると判断するのに十分な程度に低下した場合に通常モードからスタンバイモードに移行するように設定することで、第3実施例と同様の効果が得られる。

【0089】尚、本発明における制御用信号とは、負荷の駆動制御を行うために使用される信号を広く意味するものであり、具体的には、上記実施例において記載したように、モータ11の回転数を指定するために外部より与えられる駆動指令信号や、駆動制御回路13がモータ11の駆動制御を行う場合に必要とするセンサ63の位置検出信号など、モータの駆動状態、或いは制御状態などを反映する信号を示す。

【0090】本発明は上記し且つ図面に記載した実施例にのみ限定されるものではなく、次のような変形または拡張が可能である。制御用信号における駆動開始条件のデューティ比が20%である場合に、モード切替えしきい値のデューティ比は5%とするものに限らず、例えば、3%や10%などに設定しても良い。また、20%を超える値に設定しても良い。CMOSFETで構成されるゲート駆動回路40に代えて、図13に示すように、バイポーラトランジスタで構成されるゲート駆動回路64を配置しても良い。ゲート駆動回路64を構成するnpn形のトランジスタ65のコレクタには、電源供給回路14から供給される駆動用電源VBLが与えられていると共に、抵抗を介して自身のベースが接続されている。トランジスタ65のベースは、pnp形のトランジスタ66のベース及びnpn形のトランジスタ67のコレクタに接続されている。

【0091】トランジスタ65のエミッタは、トランジ

スタ66のエミッタ及びFET22のゲートに接続されている。トランジスタ66のコレクタ及びトランジスタ67のエミッタは、グランドに接続されている。そして、FET22のゲートには、制動回路(制動手段)68を構成するpnp形のトランジスタ68aのコレクタが接続されている。トランジスタ68aのエミッタは、バッテリー15の電源VBが供給されるようになっている。

【0092】以上のように構成されたゲート駆動回路64は、トランジスタ67のベースにハイレベルの信号が与えられると、トランジスタ67及び66がオン、トランジスタ65はオフする。従って、FET22は、ゲートがローレベルとなりオフする。また、トランジスタ67のベースにローレベルの信号が与えられると、トランジスタ67及び66がオフ、トランジスタ65はオンするので、FET22は、ゲートがハイレベルとなりオンする。

【0093】そして、スタンバイモードにおいては、ゲート駆動回路64には駆動用電源VBLは供給されないのので、制動回路68の図示しない制御部により、トランジスタ68aのベースにローレベルの信号を与えることで(例えば、10 μ A程度の電流でベースを引っぱるなど)、FET22乃至24のゲートをハイレベルにドライブしてFET22乃至24をオンさせる。この場合、制動回路25と同様に、スタンバイモードの間はFET22乃至24のゲートを連続的にドライブしても良いし、一定間隔で間欠的にドライブしても良い。以上のようにゲート駆動回路64及び制動回路68を構成した場合も、第1実施例と同様の効果が得られる。

【0094】駆動指令信号は、モータ11の回転数をパルス信号のデューティ比を変化させて指定する信号に限ることなく、信号レベルを変化させて指定する信号であっても良い。斯様な形式の駆動指令信号が外部より与えられる場合でも、第1実施例におけるスタンバイ回路16は、基準電圧VREFのレベルを適宜調整することによりそのまま適用することが可能である。例えば、駆動指令信号の信号レベルが基準電圧VREFで与えられるモード切替えしきい値を超えると、第1コンパレータ27の出力信号によりコンデンサ32が連続的に充電されるようになりその端子電圧が上昇して、第2コンパレータ33より“スタンバイ→通常”へ移行するようにモード切替え信号が出力されるようになる。逆に、駆動指令信号の信号レベルがモード切替えしきい値を下回るとコンデンサ32は連続的に放電されることになるので、端子電圧が下降して“通常→スタンバイ”へ移行するようにモード切替え信号が出力される。

【0095】また、モード切替え手段を、バッテリー15の端子電圧VBを参照することにより、バッテリー15の使用状態に応じて端子電圧VBがある程度低下した場合には“スタンバイ→通常”への移行タイミングがより遅

くなるように、また、“通常→スタンバイ”への移行タイミングがより速くなるように基準電圧VREFのレベルを調整するように構成するのが好ましい。斯様に構成すれば、バッテリー15の電力消費を抑制して使用可能な時間をより長期化することができる。駆動回路を構成するスイッチング素子は、FET19乃至24に限ることなく、バイポーラトランジスタやIGBTであっても良い。但し、制動回路25については、この限りではない。負荷駆動状態検出手段としては、その他、例えば、モータ11のロックや過電流などの駆動状態を検出するためにモータ電流を検出する電流検出器であっても良く、その電流検出信号を制御用信号としても良い。また、制御状態検出手段として、駆動回路18のFET19乃至24の温度などを検出する温度センサを用いても良い。そして、モード切替え手段を、通常モードにおいて制御用信号によりモータ11のロックや過電流を検出した場合や、FET19乃至24の異常過熱を検出した場合には、スタンバイモードに移行するように構成しても良い。斯様に構成すれば、モータ11や駆動回路18を保護することができると共に、異常状態の発生時における電力消費をも抑制することができる。

【0096】昇圧回路としては、コイルやトランスを用いて昇圧チョッパ回路を構成しても良い。スタンバイモードにおいて制動回路25によりモータ11に制動をかける場合は、必ずしもFET19乃至21を全てオンする必要はなく、FET19乃至21の内の何れか1つまたは何れか2つをオンするようにしても良い。また、制動回路25の出力端子を駆動回路18の上アーム側のFET22乃至24のゲートに接続して同様に制御を行っても良い。更に、FET19乃至24の内の何れか2つをオンするようにしても良い。但し、同一相の上下アームのFETを同時にオンするパターンを除くことは言うまでもない。制動回路25または68は、必要に応じて設ければ良い。モータ11の容量が小さい場合には、駆動回路18に対しても電源供給回路13を介して駆動用電源VBLを供給するようにしても良い。モータ11は、 Δ 結線に限ることなく、Y結線であっても良い。また、負荷は、モータ11に限ることはない。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例におけるスタンバイ回路の詳細な電氣的構成を示す図

【図2】駆動制御回路のより詳細な電氣的構成を示す図

【図3】電源供給回路の詳細な電氣的構成を示す図

【図4】全体の電氣的構成を示す機能ブロック図

【図5】駆動指令信号のパルスデューティ比とモータの回転数との関係を示す図

【図6】駆動指令信号とスタンバイ回路の各部の信号波形を示す図

【図7】制御回路に内蔵されているゲート駆動回路の構成例を一部のみ示す図

【図8】本発明の第2実施例における電圧降下補償回路の電氣的構成を示す図

【図9】電圧降下補償回路の各部の信号波形を示す図

【図10】本発明の第3実施例を示す図4相当図

【図11】本発明の第4実施例を示す図4相当図

【図12】本発明の第5実施例を示す図4相当図

【図13】ゲート駆動回路の他の構成例を示す図

【図14】従来技術を示す図4相当図（その1）

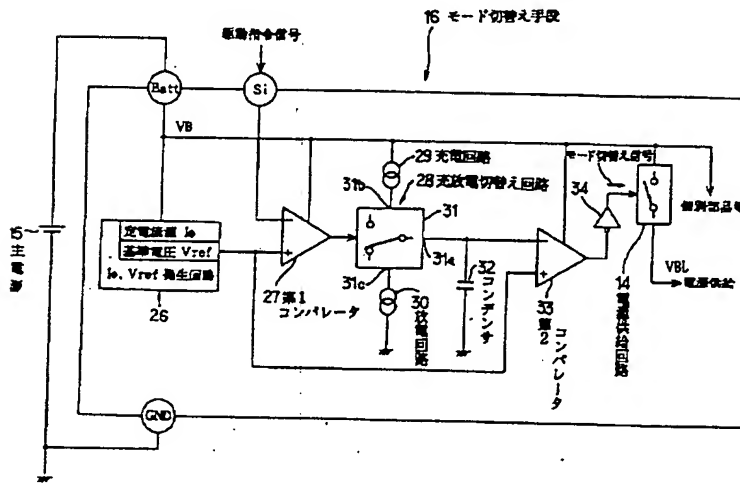
【図15】従来技術を示す図4相当図（その2）

【符号の説明】

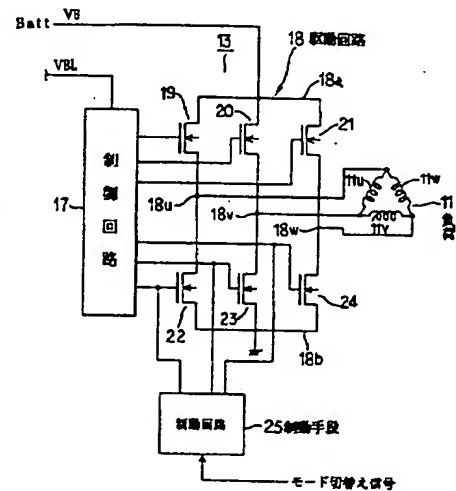
11はモータ（負荷）、12はファン、13は駆動制御回路、14は電源供給回路、15はバッテリー（主電

源）、16はスタンバイ回路（モード切替え手段）、18は駆動回路、19乃至24はパワーMOSFET（スイッチング素子）、25は制動回路（制動手段）、27は第1コンパレータ、28は充放電切替え回路、29は充電回路、30は放電回路、32はコンデンサ、33は第2コンパレータ、38及び39はトランジスタ（スイッチング素子）、41は電圧降下補償回路、42は昇圧回路、61及び62はスタンバイ回路（モード切替え手段）、63はセンサ（負荷駆動状態検出手段）、68は制動回路（制動手段）、70はスタンバイ回路（モード切替え手段）、100は電源生成回路を示す。

【図1】

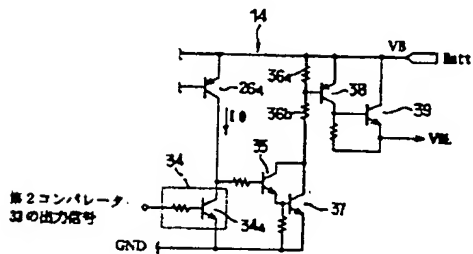


【図2】



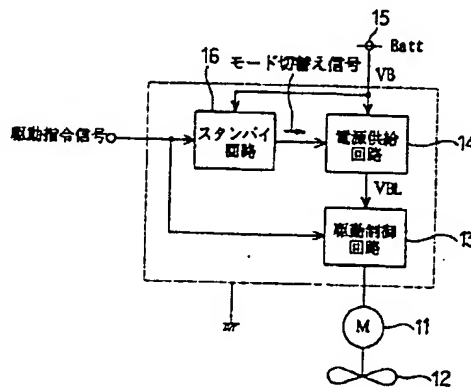
18, 20, 21, 22, 23, 24: スイッチング素子

【図3】

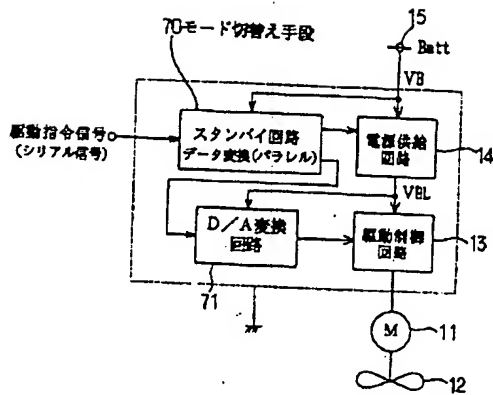


28, 39: スイッチング素子

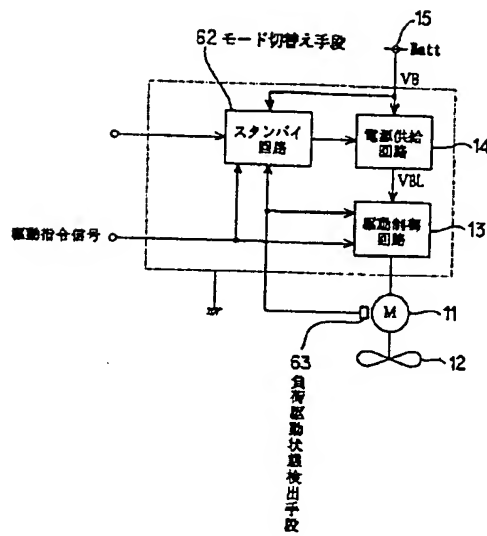
【図4】



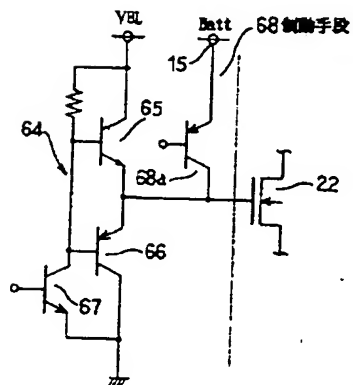
【図11】



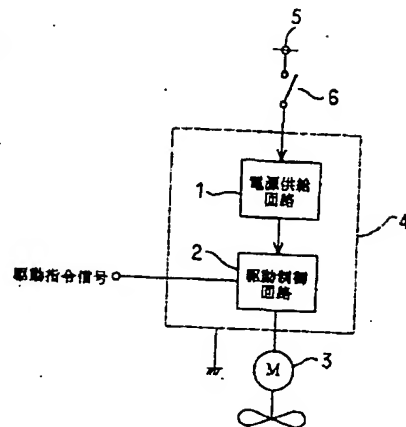
【図12】



【図13】



【図14】



【図15】

